

[19]中华人民共和国国家知识产权局

[51] Int. Cl⁶

H04B 1/16

[12] 发明专利申请公开说明书

[21] 申请号 98116677.6

[43]公开日 1999年3月10日

[11]公开号 CN 1210398A

[22]申请日 98.7.30 **[21]申请号** 98116677.6

[30] 优先权

[32]97.7.31 [33]EP [31]97113212.1

[71] 申请人 麦克罗纳斯中间金属有限公司

地址 联邦德国弗赖堡

[72]发明人 米德雷格·特米那克

弗朗兹-奥托·威特

**[74] 专利代理机构 中国国际贸易促进委员会专利商标事
务所**

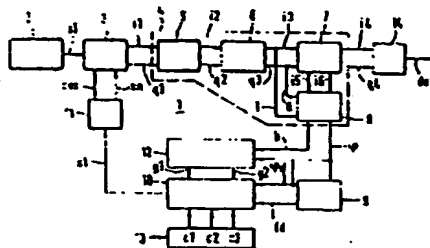
代理人 罗亚川

权利要求书 2 页 说明书 12 页 附图页数 7 页

[54]发明名称 用于数字信号接收机的载频控制环路

[57]摘要

用于数字信号接收机的载频控制环路,按照信号流程的方向,包括:一个正交解调器,一个符号识别装置,一个用于形成一个相位偏移数值(φ_d)和/或一个频率偏移数值(f_d)的检测器,一个反馈装置,以及一个连接于该正交解调器的可变频率振荡器。一个评估装置从该载频控制环路的诸信号(I, Q),针对该测量的相位偏移数值(φ_d)和/或频率偏移数值(f_d),确定一个可靠性数值,并根据所确定的可靠性数值控制该载频控制环路。



权利要求书

1. 一个用于数字信号接收机的载频控制环路 (1), 按照信号流程的方向, 包括: 一个正交解调器 (3), 一个符号识别装置 (4), 一个用于形成一个相位偏移数值 (ϕ_d) 和 / 或一个频率偏移数值 (f_d) 的检测器 (9), 一个反馈装置 (10), 以及一个连接于该正交解调器的可变频率振荡器 (11), 其特征在于: 一个评估装置 (12) 从该载频控制环路 (1) 的诸信号中, 针对在该检测器 (9) 中测得的该相关的相位偏移数值 (ϕ_d) 和 / 或频率偏移数值 (f_d), 确定一个可靠性数值 (z), 并根据所确定的可靠性数值 (z), 控制该载频控制环路 (1)。

2. 根据权利要求 1 所述的载频控制环路 (1), 其特征在于: 该评估装置 (12) 评估一个相位数值 (ϕ) 和 / 或一个绝对值 (b), 它们是借助于一个分解器 (8), 从该正交解调器 (3) 所产生的一个同相分量 (I) 和一个正交分量 (Q) 来形成的。

3. 根据权利要求 2 所述的载频控制环路 (1), 其特征在于: 该评估装置 (12) 包括一个用于该相位数值 (ϕ) 或者该相位偏移数值 (ϕ_d) 的第一阈值检测器 (21), 和 / 或一个用于该绝对值 (b) 或者一个绝对偏移数值的第二阈值检测器 (20)。

4. 根据权利要求 3 所述的载频控制环路 (1), 其特征在于: 根据该第一阈值检测器 (21) 的输出, 来控制一个第一封锁装置 (30), 和 / 或根据该第二阈值检测器 (20) 的输出, 来控制一个第二封锁装置 (31)。

5. 根据权利要求 4 所述的载频控制环路, 其特征在于: 借助于该第一封锁装置 (30), 阻止该相位偏移数值 (ϕ_d) 向该反馈装置 (10) 传送, 还在于: 借助于该第二封锁装置 (31), 阻止该频率偏移数值 (f_d) 向该反馈装置 (10) 传送。

6. 根据权利要求 1 所述的载频控制环路 (1), 其特征在于: 该反馈装置 (10) 相当于一个 PID 控制器, 其中该相位偏移数值 (ϕ_d) 被馈送到一个比例环节 (P) 和一个积分环节 (I_r), 并且该频率偏移数值 (f_d) 被馈送到一个微分环节 (D)。

7. 根据权利要求 1 至 6 中任何一项所述的载频控制环路 (1), 其特

征在于: 该反馈装置 (10) 包括至少一组乘法器 (27, 28, 29), 并且还在于: 一组系数 (c1, c2, c3), 作为一组乘法因子, 被施加到该乘法器。

8. 根据权利要求 1 至 7 中任何一项所述的载频控制环路 (1), 其特征在于: 被馈送以该同相分量 (I) 和该正交分量 (Q) 的该分解器 (8), 使用一种变形的 CORDIC 技术, 其中, 在该第一、第二、第三或第四象限的相位数值 (ϕ) 被映像到第一象限, 形成一组镜像相位数值 (ϕ_m), 其关系如下:

对于范围 $\phi = 0$ 到 $\pi/2$:

$$\phi_m = \arctan(Q/I),$$

对于范围 $\phi = \pi/2$ 到 π :

$$\phi_m = \arctan(|I|/Q),$$

对于范围 $\phi = \pi$ 到 $3\pi/2$:

$$\phi_m = \arctan(|Q|/|I|),$$

对于范围 $\phi = 3\pi/2$ 到 0 :

$$\phi_m = \arctan(I/|Q|).$$

9. 根据权利要求 8 所述的载频控制环路 (1), 其特征在于: 通过从该镜像相位数值 (ϕ_m) 中, 减去一个依赖于调制方式的相位校正数值 (ϕ_c), 来形成该相位偏移数值 (ϕ_d) 。

10. 根据权利要求 1 至 9 中任何一项所述的载频控制环路 (1), 其特征在于: 该检测器 (9) 通过模减法, 从诸相位偏移数值 (ϕ_d) 或者诸相位数值 (ϕ) 形成该频率偏移数值 (f_d) 。

11. 根据权利要求 1 至 10 中任何一项所述的载频控制装置 (1), 其特征在于: 该反馈装置 (10) 包括至少一个移动时间平均 (MTA) 滤波器, 在一个足够的可靠性数值 (z) 下, 该滤波器的控制时钟被激活, 而在一个不足够的可靠性数值 (z) 下, 该滤波器的控制时钟被禁止。

说明书

用于数字信号接收机的载频控制环路

本发明涉及一个用于数字信号接收机的载频控制环路，该数字信号以使用正交调制的诸符号的形式被发送。这些发送方法的诸实例也可以被理解为下列的缩略语：FSK（= 频移键控），PSK（= 相移键控），BPSK（= 双相移键控），QPSK（= 四相移键控），以及QAM（= 正交幅度调制）。用于这些方法的接收机电路已为人们所熟知，并且在设计上通常是相似的。一个重要的组成部分是一个模拟的或者数字的载频控制环路，它保证一个正交解调器以正确的相位和频率进行工作。该正交解调器用以解调该正交调制信号，因此，借助于一个符号识别装置，通过该分离的正交的诸信号分量，就能确定个别的诸符号，最后就能从这些符号重建所需的数据流。这就要求在该载频控制环路中的该正交解调器以准确的相位和频率进行工作，使得这两个正交的信号分量得以可靠地分离。

对于数字信号接收机来说，全数字电路技术正在日益普遍地被使用。它在稳定性、可重复性、免除干扰等方面的基本优点是人所共知的。只有当信号频率太高难以实现数字化时，才使用模拟级。用于数字化的相关的接口定位于何处，这取决于在所需诸特性以及有关电路的复杂性之间的一种折衷，一个重要的（物理）量就是所需的数字化频率，它通常取决于该接收机所使用的系统时钟，并且受到所使用的有关电路技术的限制。对于电路实现来说，若在该载频控制环路之前，例如，在调谐器或中频级，进行数字化，则这是有利的，因为这样一来整个载频控制环路的信号处理是全数字的。

该数字化的输入信号的数字正交解调使用一对数字转换信号，其数字数值曲线是正弦和余弦形状的。具体的正弦和余弦数值是由一个使用一个溢出累加器以及一份正弦和余弦表的数字振荡器来形成的。该数字振荡器的溢出频率跟该转换信号对的频率是一致的。该系统时钟频率对该转换频率的比值越高，该溢出累加器的频率精确度就越好，其分辨率实质上取决于待累加的数字数值的位数以及该累加器的相应的位数。

为了保证在该正交解调器中的具体的混频过程以正确的相位和频率来进行，借助于一个反馈装置来控制该可变频率振荡器的相位和频率。为了完成这一步，一个误差检测器从该正交解调器以及后继的各级测定相位与频率的偏移数值，后者表明该转换信号对的相位和频率偏离所希望的相关的诸数值有多远。最后，形成该可变频率振荡器的一个控制信号。没有这个锁相控制，后续的将一个符号分配到一个预定的相位位置或者相位范围将是不可能的。由于该信号是带宽有限的，并且有干扰或噪声叠加于其上，在不利的条件下，该原始的离散的相位位置变得模糊，进入一个成片的相位和幅度范围，并且该相位边界互相重叠。这种数字编码已知的优点是，该原始的数据流在接收端可以很容易地被解码，并且该数字编码在发送路径上或者在接收机内对于干扰相当不敏感。从这项已知的现有技术出发，本发明的一个目标就是使该接收端对于干扰更加不敏感。

通过将该载频控制环路连接到一个评估装置，就能达到这个目标，该评估装置针对该检测器从该载频控制装置的诸信号中，特别是从该符号识别装置的诸信号中，所测得相关的相位偏移数值和 / 或频率偏移数值，确定一个可靠性数值，并且根据所确定的可靠性数值去控制该载频控制环路。

基于以下认识对本发明进行描述：在信号受到严重干扰的情况下，不仅符号识别的不确定性起到重要的作用，而且对不正确的识别的一个实质性的贡献受到该载频控制环路本身控制动作的制约。在信号受到严重干扰的情况下，该控制对含有噪声的相位和 / 或频率偏移数值过于灵敏地、甚至不正确地作出响应，并企图持续不断地重新调节该相位。其结果是，对于该评估的相位参考变得非常不可靠，并且对各个符号的正确识别受到严重的损害。通过引入一个可靠性数值，就能根据所测得的噪声或干扰电平，对该载频控制环路进行自适应控制。为了完成这一步，在小的可靠性数值下，该载频控制环路对整个的或者对相当高频率的伪成分变得不敏感，或者调适它的控制时间常数。对各个偏移数值的个别处理是特别有效的：在低的可靠性数值下，相关的相位或频率偏移数值对该控制的贡献甚微，甚至被阻断，但在足够高的可靠性数值下，它们对该控制作出正常的或者高的贡献。特别是，这种加权或阻断具有下列优点，单个的或突发性的干扰

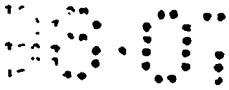
将不扰乱当前的相位状态，也不需要改变该控制斜率或者该控制速率。因此，假定诸信号能够可靠地被识别，该载频控制环路仍然能够容易地跟踪各种快速的变化。

为了确定该可靠性数值，对由于干扰引起的特征信号变化进行评估。如上所述，随着干扰的增加，为该符号而规定的位置沿着相位与幅度两个方向展宽。若以一种不相关的方式叠加在这两个正交的信号分量上的、具有高斯分布的噪声被当作一个干扰模型，则有可能计算该符号被识别为正确或错误的概率。根据用数学方法确定的概率分布，也可以对测得的相位与幅度偏移数值进行解析和评估，使得它们代表可靠性的一种量度。该偏移数值越小，则可靠性越高，并且导致该评估提供一个错误符号的不确定性越低。由于对该载频控制环路的创造性的影响，在该可测量的诸偏移数值与该可计算的可靠性数值之间的联系是否精确并不重要，这也依赖于各自的干扰模型，后者只能被认为是对实际情况的一种近似。因此，它在用相当粗略的方法去确定该可靠性数值方面作出了一种改进，例如，通过为该测量的偏移数值设置诸阈值。

当然，用更为复杂的电路或者用另一种方法去形成该可靠性数值也是可能的。例如，在该已解调信号以及该尚未解调的信号中，对噪声引起的变化进行评估。借助于各种滤波器电路，可以将该测定限制在与该调制无关的那些频率范围之内。

可靠性评估的另一个方面就是该偏移数值对该控制环路的各自的影响。该偏移数值会不会导致该控制环路改变其状态或者保持其当前状态？例如，通过对该概率数值进行加权，就能突出该当前状态或者该改变了的状态。这个加权过程可以这样来完成，例如，将该概率数值乘以一个拉力数值，后者是由该测量的相位与各自的所希望的符号数值之间的距离来确定的。

若该偏移数值的测定可以针对相位与幅度单独地进行，则这是特别有利的。为了做到这一步，一个分解器将该正交的诸信号分量的笛卡尔坐标变换为极坐标。对于数字系统来说，根据 CORDIC 技术的叠代式分解器是特别地适用的。可以通过对适当的诸特性或诸特性族（它们向各个偏移数值分派用于该控制的新的数值），对诸可靠性数值进行评估。诸特性或诸



特性族可以存储在一些表中。在最简单的情况下，它们可以用一条弯曲的特性曲线，一个单或双侧限幅，或者一个单或双侧信号抑制来组成。这样的特性可以容易地用阈值检测器来实现，或者也可以被设计成窗口比较器，特别是在仅需对封锁装置进行控制的情况下。

对于该载频控制环路来说，该反馈装置代表着该环路滤波器，它将测量所得的相位与频率偏移数值转换为该振荡器的一个控制信号。采用一个 PID（= 比例 - 积分 - 微分）控制器结构可以得到良好的控制动作，该控制器使用该相位偏移数值以及该频率偏移数值作为输入信号。借助于由该可靠性数值控制的门控或封锁装置，可以中断这些信号的处理。甚至还有可能在该反馈装置中使用分离的诸滤波器电路，以便在处理之前对诸偏移数值进行平滑，或者使它们免除信号的漂移。移动时间平均（MTA）滤波器特别适用于这个目的，因为时钟信号的一次中断对各个偏移数值来说，具有相同于一个禁止门的效应。若希望同时得到数据率的降低，则 MTA 滤波器是特别适用的。

一种变形的 CORDIC 技术被有利地用于坐标变换，其中，该正交的诸信号分量被映像到第一象限以便进行评估。通过适当地倒置诸信号和 / 或交换该正交的诸信号分量，就能完成这一步。若诸符号不仅由不同的诸相位来定义，而且还由不同的诸幅度来定义，则可靠性数值的测定要求在分解器之前进行幅度的归一化，该分解器涉及一种复数乘法运算，即：将当前的正交的诸信号分量乘以该相关符号的所希望的数值。通过从该镜像的相位数值减去依赖于调制方式的相位校正数值，就形成相关的相位偏移数值。例如，对 QPSK 调制来说，该相位校正数值为 $\pi/4$ 。从在时间上互相跟随的至少两个相位数值中，借助于模减法形成一个频率偏移数值。在 2 进制补码系统中，通过忽略诸溢出与符号位来实现模减法。

现在参照诸附图对本发明和一个实施例进行更详细的说明，在附图中：

图 1 是一部数字信号接收机的方框图；

图 2 是载频控制环路的诸子线路的一份简图；

图 3 至图 6 是说明相位镜像的诸矢量图；

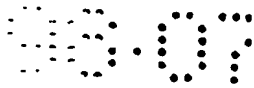
图 7 表示在一份 I - Q 图中的概率分布；

图 8 表示在一份幅度 - 相位图中的概率分布;
 图 9 表示一种 QPSK 调制的 I - Q 概率分布;
 图 10 表示第一象限的相关的幅度 - 相位图;
 图 11 表示一种用力加权的概率分布;
 图 12 表示建立在 $\phi_d - b$ 坐标系上的可靠性图;
 图 13 至图 15 表示在不同信噪比数值下的可靠性图;
 图 16 至图 18 表示该可靠性测定的临界范围。

图 1 的方框图实质上表示数字信号接收机的一个载频控制环路 1 的诸功能单元。用一个数字信号源 2，例如，一个调谐器、一个变频器、或者一个有线接收站来表示该输入。它包括一个模拟 - 数字转换器，它借助于一个系统时钟对所施加的信号进行数字化，并将这个数字化信号反馈到一个正交解调器 3。后者的输出是一个同相分量 i_1 和一个正交分量 q_1 。该正交的诸信号分量 i_1 、 q_1 被馈送到一个符号识别装置 4，该装置含有下列形式的诸常规电路：一个采样内插器 5，一个奈奎斯特接收机滤波器 6，一个符号判别级 7，以及，作为一条规则，一个分解器 8，后者被馈送以来自该符号识别装置 4 的一个同相分量 I 以及一个正交分量 Q 。该分解器 8 的前面可以设置一个归一化级，如上所述，它负责进行复数乘法运算。

该载频控制环路 1 还包括一个检测器 9，用以形成一个相位偏移数值 ϕ_d 以及一个频率偏移数值 f_d 。在其输入端，向该检测器 9 输送一个来自该分解器 8 的相位数值 ϕ 。在检测器 9 的后面，跟随着一个反馈装置 10，从该检测器 9 向它馈送相位和频率的偏移数值，并且它向一个可变频率振荡器 11 提供一个控制信号 st 。后者产生一对转换信号 \cos 、 \sin ，它们被施加于该正交解调器 3。这样就完成了该载频控制环路 1。

迄今所描述的该载频控制环路 1 对应于诸常规电路。按照本发明，通过一个评估加权装置 12 可以使载频控制环路的工作得到改进，在图 1 的实施例中，该评估加权装置 12 被连接到该分解器 8 的输入端，从该分解器的诸输出信号测定可靠性诸数值，并用这些可靠性数值去控制该反馈装置 10。该评估装置 12 以类似于该检测器 9 的方式产生一个相位偏移数值 ϕ_d ，或者被送入这个数值。被映像到第一象限的该分解器 8 的该幅度值和 / 或该绝对值 b 被直接地传送到该评估装置 12。通过两个对称的阈值



ϕ_1 , ϕ_2 (见图 12), 就能以一种简单的方法评估出该相位偏差数值 ϕ_d . 至于该绝对值 b , 诸阈值 b_1 , b_2 关于具有数值 1 的所希望的幅度是不对称的 (见图 12). 甚至可以选择一个较大的阈值 b_2 , 使得它很难被该绝对值 b 所超过, 因此它能够被分配. 通过诸阈值的评估产生一个第一门控信号 g_1 以及一个第二门控信号 g_2 , 用以控制在反馈装置 10 里面的诸封锁装置 30、31, 例如, 诸门电路. 一个系数存储器 13 向该比例-积分-微分 (PID) 反馈装置 10 提供诸滤波系数 c_1 , c_2 , c_3 .

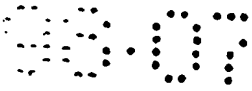
在图 1 的方框图中, 该符号识别装置 4 后面跟随着一个转换器 14, 它将已被识别的诸符号转换回为一个串行的数据流 dat . 该采样内插器 5 确定应当从该正交的诸信号分量 i_1 、 q_1 中抽取该符号数值的最佳瞬时. 在该数字的实施方案中, 该采样内插器从单纯地用数学内插方法给出的诸相邻数值中形成正确的采样瞬时. 它的诸输出信号是正交的诸信号分量 i_2 , q_2 , 这两个输出信号被馈送到该奈奎斯特接收机滤波器 6, 后者通常也进行从该系统时钟到该符号频率的采样率转换. 在 QPSK 调制的情况下, 在该奈奎斯特接收机滤波器 6 之后的正交的诸信号分量 i_3 、 q_3 可以很容易地在该符号识别装置 4 中, 通过诸信号分量 i_3 、 q_3 的正负号来进行解码. 在符号识别装置 4 输出端的正交的诸信号分量 i_4 、 q_4 中, 仅包含用以定义诸个别符号的诸最高位. 为了在该检测器 9 中形成诸偏移数值 ϕ_d 、 f_d , 以及在该评估装置 12 中形成有关的可靠性数值, 各对正交信号应当包括尽可能多的有效位, 因此, 在较低符号频率下仍然有效的正交的诸信号分量 i_3 、 q_3 也被用于评估. 在下面的主要地涉及该可靠性数值的形成的叙述中, 对该正交的诸信号分量仅使用更一般化的参考字符 I 、 Q .

图 2 以方框图的形式, 展现该反馈装置 10 以及该评估装置 12 的一个实施例. 该反馈装置 10 被设计成一个 PID 控制器, 该 PID 控制器在比例环节 P 以及积分环节 I_r 中处理该相位偏移数值 ϕ_d , 并在该微分环节 D 中处理该频率偏移数值 f_d . 该评估装置 12 在其输入环节中包含一个用于检测该绝对值 b 的阈值检测器 20, 以及一个用于检测该相位数值 ϕ 或相关的偏差数值 ϕ_d 的阈值检测器 21. 相关的诸阈值分别是诸幅度阈值 b_1 、 b_2 , 和诸相位阈值 ϕ_1 、 ϕ_2 . 一个具有两个阈值的阈值检测器也被称为一个窗口比较器. 由于它们相互之间的交互作用, 在图 2 中将具体的

诸功能单元在该评估装置 12 或者该反馈装置 10 中的分配是不重要的。

借助于一个延时单元 22 以及一个减法器 23，可以从该相位偏移数值 ϕd 形成一个频率偏移数值 fd 。例如，若该频率偏移数值恒定地增加，则意味着由正交的诸信号分量 I 、 Q 所定义的矢量以恒定的频率旋转。于是在该减法器输出端的差值保持恒定，并且它的数值是该频率偏移的精确度量。若该可变频率振荡器 11 产生它的转换信号对 \cos 、 \sin ，并且精确地具有该正交信号载频的频率，则该结果停止（旋转），使得该频率偏移数值恒为零。然而，良好的正交解调要求该结果不含有相位偏移数值 ϕd ，因为不这样的话，该参考相位将是不正确的。在该反馈装置 10 中，特别是借助于该积分环节 I_r 进行该相位的重新调节，以便使被延长了的诸相位偏移得以纠正。该积分环节 I_r 包括一个具有一个加法器 24 和一个延时单元 25 的累加器环路。正如众所周知的那样，该积分环节 I_r 的控制斜率不应当是陡峭的，因为否则就可能产生振荡。而对于相当短时间的相位偏移数值 ϕd 来说，希望得到一个更陡峭的控制斜率，这是由该 PID 控制器的比例环节 P 引起的，它的相当大的复位力或拉力正比于相关的相位偏移数值 ϕd 。具体的诸控制分量由该加法器 24 和一个加法器 26 加以组合，它们的和值形成该可变频率振荡器 11 的控制信号 st 。借助于三个乘法器 27、28、29（诸系数 $c1$ 、 $c2$ 、 $c3$ 被施加于其上），可以改变该 PID 控制器的诸个别分量的贡献。

该相位偏移数值 ϕd 以及该频率偏移数值 fd 的信号路径分别包括封锁装置 30 和 31，它们被表示为诸开关，并且可以用它们来封锁相应的信号路径。每当该评估装置 12 测出该可靠性数值对相关的偏移数值 ϕd 、 fd 来说显得不够时，该封锁就发生作用。例如，若两个阈值检测器 20、21 其中的一个感知所施加的数值处于预置的诸阈值之外时，一个逻辑级 32，例如一个或门，将封锁该封锁级 30。由于该相位差的形成，该频率偏移数值 fd 至少跟两个相位偏移数值 ϕd 组合在一起。若这些相位偏移数值 ϕd 中至少有一个被发现为不可靠的，则一个逻辑级 33 将针对该频率偏移数值 fd 阻断该封锁装置 31。借助于该阈值检测器 20 从两个暂时地相关的幅度数值中导出该可靠性数值，若一个或两个数值处于诸预定阈值 $b1$ 、 $b2$ 之外，则该当前频率偏移数值 fd 就是不可靠的，并将借助于该封锁装置 31



而被阻断。该逻辑级 33 也可以用一个或门来实现。由该延时级 34 对该门 33 的诸输入信号进行时间补偿。

应当指出, 图 2 所示的评估装置 12 仅表示许多变种中的一个。它显得特别简单, 因为它仅需要两个阈值检测器 20、21, 两个简单的逻辑级 32、33, 以及一个用于控制这两个封锁装置 33、31 的延时级 34, 但十分有效, 因为它使用该绝对值 b 以及该相位数值 ϕ 或该相位偏移数值 ϕ_d 来确定该可靠性数值; 用一个使用该 CORDIC 技术的分解器 8, 使得该相位数值 ϕ 以及该绝对值 b 对这个用途来说都是可用的。若该评估装置 12 仅使用这两个数值 b 和 ϕ_d 其中的一个来形成该可靠性数值, 则这将导致一种相对于诸常规电路而言的改进, 但却失去了一些容易得到的优点。

图 3 针对一份矢量图的第一象限, 说明作为当前相位数值 ϕ 的一个函数的该相位偏移数值 ϕ_d 的形成, 在第一象限中, 该当前相位数值等同于该镜像的相位数值 ϕ_m 。图 4 至图 6 是说明从这三个象限 Q2 至 Q4 到该第一象限 Q1 的映像过程的矢量图。为了简化该映像过程或角度旋转的表示, 采用具有四个符号 S1 至 S4 的 QPSK 调制。对于一个较大数量的符号集, 即, 一个较大的字母表, 该基本的映像过程不发生改变。被映像的该相位数值由两个正交的信号分量 I、Q 来定义。通过形成该绝对值和 / 或适当地互换这两个正交的信号分量 I、Q, 就完成了从该相位数值 ϕ 到该镜像的相位数值 ϕ_m 的映像过程。借助于这种方法, 若该相位数值处于相关的符号象限的范围以内, 则被分配到各有关象限 Q2、Q3、Q4 的相位偏移数值 ϕ_d 被映像到第一象限 Q1, 并且准确地具有相同的幅度和相同的正负号。该镜像的相位数值 ϕ_m 以及该镜像的符号 S2'、S3'、或 S4' 之间的角度关系也被保持。为了从该镜像的相位数值 ϕ_m 得到该有关的相位偏移数值 ϕ_d , 要从该镜像的相位数值 ϕ_m 中减去上述的相位校正数值 ϕ_c , ϕ_c 依赖于有关的调制方式并对应于有关的符号的镜像相位数值。在上述使用 QPSK 调制的例子中, 对该第一符号 S1 以及诸镜像符号 S2'、S3'、S4' 来说, 该相位校正数值 ϕ_c 的数值为: $\phi_c = \pi/4$ 。现将在全部四个象限中, 该镜像的相位数值 ϕ_m 的形成规律表示如下:

第一象限 Q1 从 $\phi = 0$ 到 $\pi/2$:



$$\phi_m = \arctan(Q/I),$$

第二象限 Q2 从 $\phi = \pi/2$ 到 π :

$$\phi_m = \arctan(|I|/Q),$$

第三象限 Q3 从 $\phi = \pi$ 到 $3\pi/2$:

$$\phi_m = \arctan(|Q|/|I|),$$

第四象限 Q4 从 $\phi = 3\pi/2$ 到 0 :

$$\phi_m = \arctan(I/|Q|).$$

图 7 表示正交的诸信号分量 I 、 Q 在笛卡尔坐标系 $I - Q$ 平面上的概率分布 η ，并假定在它们之上叠加了具有高斯分布的不相关的噪声。由于在该 I 和 Q 分量之间存在正交关系，若该矢量的长度被归一化的话，则实际上该结果的矢量长度应当取值为 1。图 7 表示这样的情形：该第一符号 $S1$ 处于第一象限，相位数值为 45° ，用正交的诸信号分量 I 、 Q 把它表示出来。在没有干扰的情况下，对这两个分量 I 、 Q 来说，在符号 $S1$ 的坐标 $I = 0.701$ 和 $Q = 0.701$ 处，该概率 η 应当取值为 1，而在任何其他坐标处，该概率应当取值为 0。图 7 还表示另外一种情况，即：该 I 和 Q 分量存在一种高斯分布，其最大值位于符号 $S1$ 处。若信噪比 S/N 增加，则在符号 $S1$ 处的概率分布变高变窄，若该信噪比减少，则在符号 $S1$ 处的概率分布的最大值降低，并且该钟形曲线相应地变宽。

图 8 表示对应于图 7 的概率分布，但它呈现在由该相位偏移数值 ϕ_d 和该绝对值 b 所定义的一个笛卡尔平面上。由该概率分布所形成的钟形曲线不再像在图 7 中那样旋转对称。然而，这仅仅是该绝对值 b 以及该相位偏移数值 ϕ_d 的比例尺的一个问题，图中所示的相位偏移数值 ϕ_d 是从 -180° 到 $+180^\circ$ 。

图 9 以类似于图 7 的方式，表示一个具有 4 个等概率符号 $S1$ 、 $S2$ 、 $S3$ 、 $S4$ 的 QPSK 调制信号在该 $I - Q$ 平面上的概率分布。这 4 个符号数值处于 4 个象限之内，这是由该正交的诸信号分量 I 、 Q 的正负号来决定的。由于在象限分界点（坐标原点） $I = 0$ 和 $Q = 0$ 处，在相邻诸符号之一出现时，该概率数值 η 是如此之大，以致于通过说明相关的诸象限来可靠地分离这 4 个符号成为不可能。从图 10 看来，这一点也是很明显



的，该图对应于第一象限，并且除了含有该第一符号数值 S_1 以外，还含有来自其他诸象限的所有的诸镜像符号数值 S_i' 。在图 10 的空间表示中，在代表该相位偏移数值 ϕ_d 和该绝对值 b 的笛卡尔坐标系上表示该概率分布 η 。除了将相位偏移比例尺展宽以外，图 10 跟图 8 都是相符的，只有现在，所有 4 个符号都以相同的概率出现。

用概率分布 η 来确定在所使用的偏移数值中的可靠性结果，在图 10 中那些被分配以最高概率范围的情况下将受到限制。若相关的概率数值 η 跟来自该相位偏移数值 ϕ_d 的相关的拉力或复位力组合在一起，就能获得关于该测量所得的相位偏移数值 ϕ_d 的可靠性的更为明确的信息。应当考虑到这 4 个符号 S_1 到 S_4 当中的每一个的实际贡献，而不是仅考虑该镜像状态。如图 10 所示，通过将分配给有关符号的概率数值乘以该实际相位偏移数值 ϕ_d ，并将这 4 个乘积相加，就能完成这一步。其结果形成一个有用的概率数值 z ，后者在图 11 中，在表示该相位偏移数值 ϕ_d 和该绝对值 b 的笛卡尔坐标系中，以空间表示的形式表现出来。通过用实际的相位偏移数值 ϕ_d 来加权全部 4 个概率数值 η ，就得到一个归一化的可靠性数值 z ，现在它可以具有正的和负的数值。正的可靠性数值 z 对应于一个正的拉力，而负的可靠性数值 z 对应于一个负的拉力。在图 11 的可靠性分布 z 中，人们可以清楚地区分出那些拉力符号与有关的相位偏移数值 ϕ_d 相类似的范围。在图 11 中，明亮的区域表示在可靠性数值 z 与拉力方向之间存在正确关系的诸范围，黑色的区域表示具有错误的拉力方向的诸范围，灰色区域表示具有中性拉力方向的诸范围。适当的可靠性数值 z 的确定包括下列事实：只有那些导致正确的控制方向并因此符合于具有正确符号的该可靠性范围的相位偏移数值 ϕ_d ，才被用于控制该载频控制环路。反过来说，至少那些导致该环路相反的控制方向的相位偏移数值 ϕ_d 的范围，应当被排除用于载频控制；从图 11 的可靠性图看来，这一点是很明显的。

图 12 以俯视图的形式展现与图 11 相对应的一份可靠性图，在该图中灰色层次的意义已经不同于图 11。所显示的线条是具有相等可靠性 z 的线条，并符合于诸等高线的表示。该图表明，对于小的诸绝对值 b 来说，该可靠性减少，并且不应当用该测量的相位偏移数值 ϕ_d 来进行控制。在

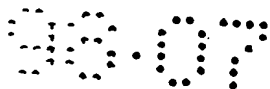
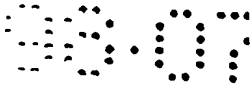


图 12 中，一个 0.7 的阈值 b_1 将大大地切除这些不可靠的范围。大的绝对值 b 是不严格的，因此，一个第二切换阈值 b_2 可以被取消，或者将被选择得足够高，例如 $b_2 \geq 3$ 。对于该相位偏移数值 ϕ_d 来说，可靠性 z 的最大值并不处于理论上的符号数值 $+/- 45^\circ$ 处，但正好低于这些数值，因为在那里相邻诸符号的影响是较小的。从图 12 看来，这也是很明显的。例如，对于足够的可靠性的可能的极限出现在相位偏移数值 $\phi_1 = + 35^\circ$ 和 $\phi_2 = - 35^\circ$ 处。

图 13 至图 15 表示在不同的信噪比 S/N 下该可靠性数值 z 的俯视图。图 13 表示 $S/N = 9 \text{ dB}$ 时的图。图 14 表示 $S/N = 6 \text{ dB}$ 时的图。图 15 表示 $S/N = 3 \text{ dB}$ 时的图。当然，随着信噪比的增加，可用的可靠性范围也在扩大。可靠性数值 z 的最大值以及评估的可靠性也相应地增加。在信噪比恶化的情况下，该可靠性的最大值明显地向较大 b 值的方向移动。在图 15 中，在 $S/N = 3 \text{ dB}$ 的情况下，显示出不可靠的范围实质上大于可靠的范围。在这里，不再可能通过该载频控制环路来进行满意的控制。应当指出，图 13 至图 15 的诸灰色层次对应于图 11 的灰色层次，但不对应于图 12 的灰色层次。

从图 16 至图 18 可以看出，从个别概率的加权叠加来确定该可靠性数值是显而易见的。特别是，可以看到（曲线）不连续的情形，这是由于将概率数值 η 跟相关的拉力相乘的结果。这里所使用的术语“拉力”意味着到该实际符号为止的相位偏移数值，并不仅是在该第一象限之内的相位偏移数值。在图 16、17 和 18 的每一份中，分别是在三种信噪比 S/N ，即： $S/N = 9 \text{ dB}$ ， $S/N = 6 \text{ dB}$ 和 $S/N = 3 \text{ dB}$ 这三种情况下，绘出诸可靠性数值 z 对相位偏移数值 ϕ_d 的关系。图 16 具有绝对值 $b = 1.5$ ，作为一个公共参数。在图 17 的诸曲线中，该公共参数为 $b = 1$ ，而在图 18 中，该公共参数为 $b = 0.5$ 。图 16 在弱信号 $S/N = 3 \text{ dB}$ 的情况下，以绝对值 $b = 1.5$ 作为一个参数，其可靠性特性在 0° 处表现出小的不连续。参看图 17，在较小的绝对值 $b = 1$ 的情况下，这种不连续性在 0° 处略有增加。同时，全部的 3-dB 曲线位于不可靠的范围之内，这就意味着在那里该可靠性数值 z 具有错误的符号。参看图 18，在更小的绝对值 $b = 0.5$ 的情况下，对应于 $S/N = 3 \text{ dB}$ 和 $S/N = 6 \text{ dB}$ 的诸曲线也处于不可靠



的范围之内，这就是说，具有错误的符号。此外， $S/N = 6 \text{ dB}$ 时的可靠性特性 z 也在 0° 处具有不连续点。 $S/N = 3 \text{ dB}$ 时曲线的不连续性，跟图 17 相比，变得更大。该不连续性来源于上述的用以确定该可靠性数值 z 的加权叠加模型。实际上，若能保留在足够大的可靠性（数值）的范围之内，则该模型给出跟实际情况的良好近似。

应当指出，对该载频控制环路的改进以及相关的方法可以容易地适应于不同的电路技术。特别是，该环路适于以单片集成电路的形式来实现，后者可以在这样的接收机中使用。至于那一部分功能或者甚至整个操作序列用一个可编程的微处理器来实现，这个问题可以交给专业人士自行决定。众所周知，用微处理器来实现的优点是线路变得更加灵活，因为借助于可编程的诸参数，它可以适应于各种任务。此外，借助于一段适当的程序，即使在集成之后，仍然有可能对处理过程进行人工干预。

98.07

说明书附图

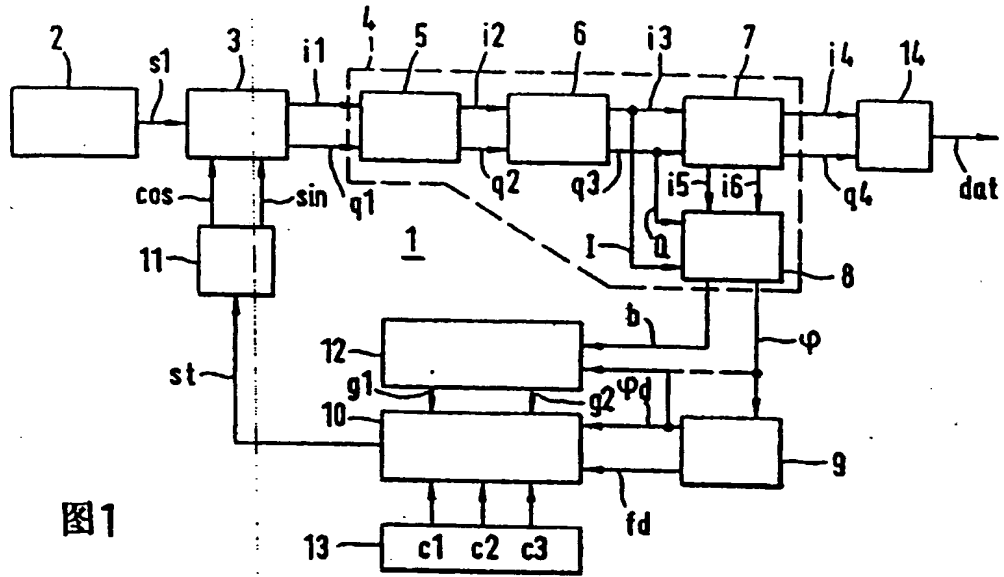


图1

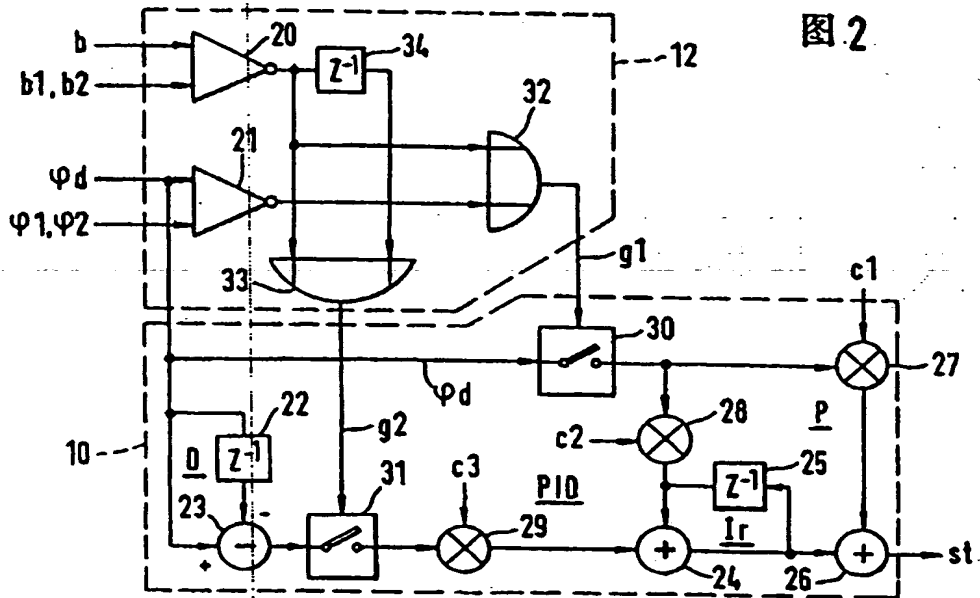
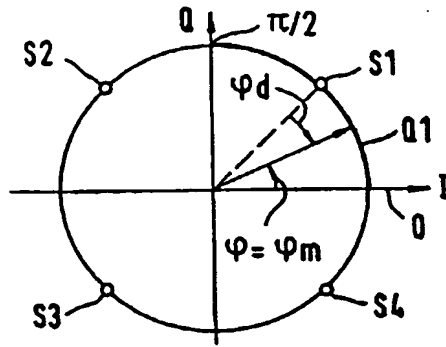
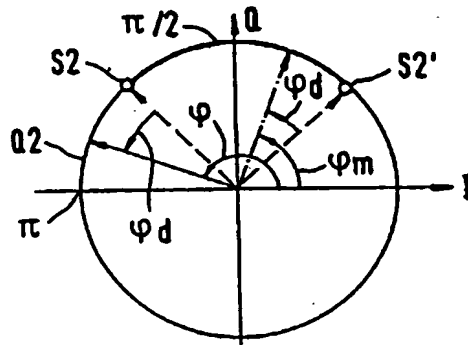


图2



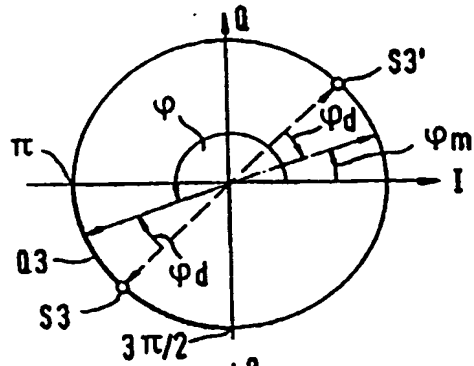
$$\varphi_m = \varphi = \arctan(Q/I)$$

图3



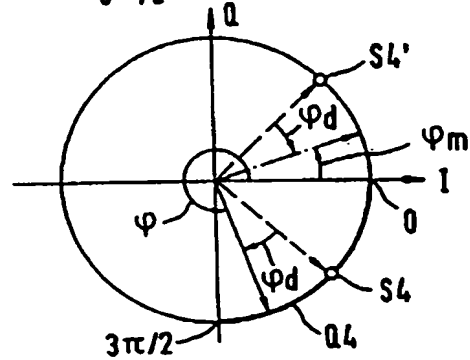
$$\begin{aligned}\varphi_m &= \varphi - \pi/2 \\ &= \arctan(I/IQI)\end{aligned}$$

图4



$$\begin{aligned}\varphi_m &= \varphi \pm \pi \\ &= \arctan(IQI/I)\end{aligned}$$

图5



$$\begin{aligned}\varphi_m &= \varphi + \pi/2 \\ &= \arccos(I/IQI)\end{aligned}$$

图6

98.07

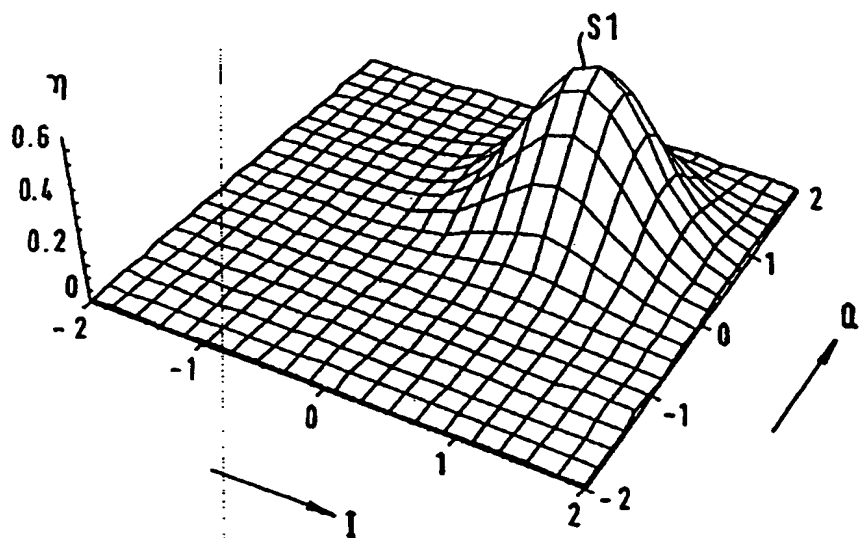


图7

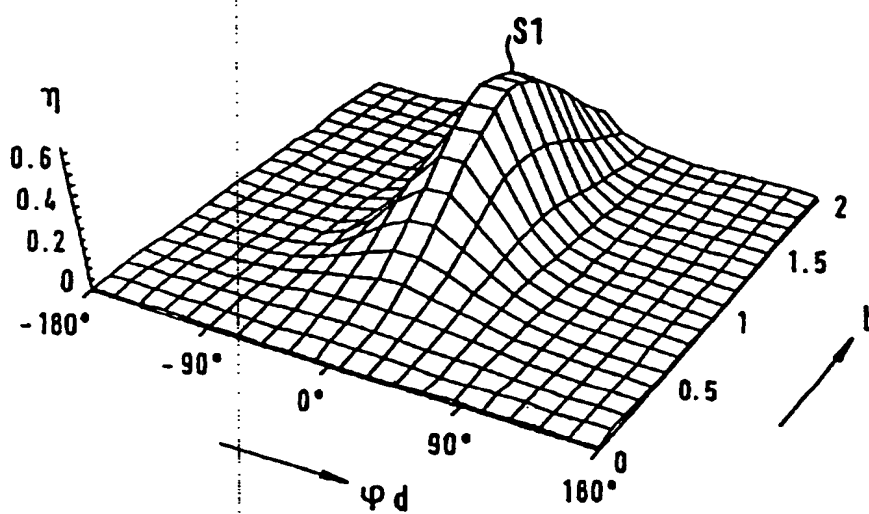


图8

98.07

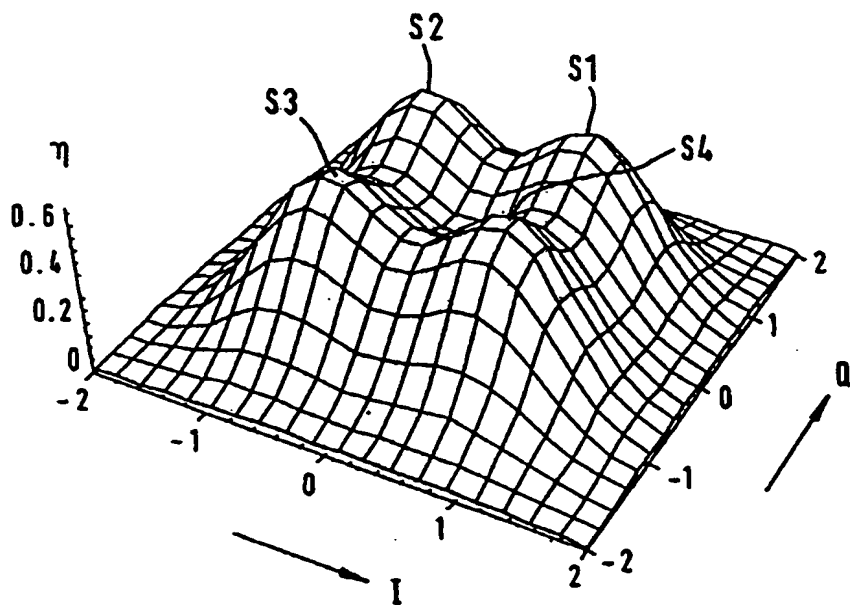


图9

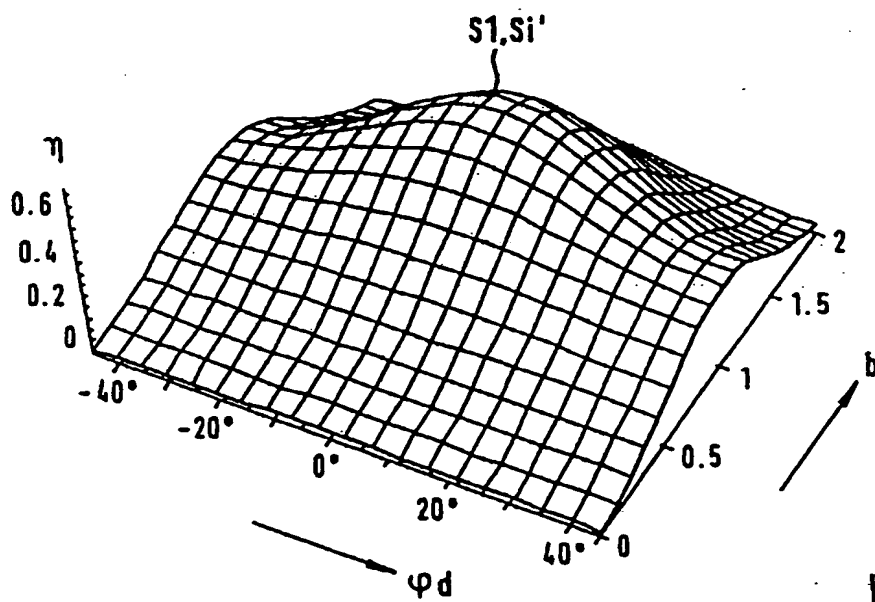


图10

98.07

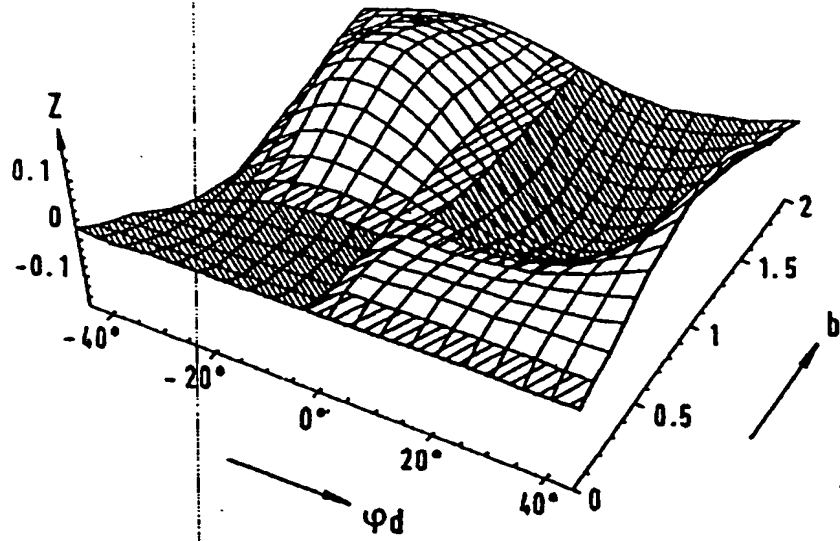


图11

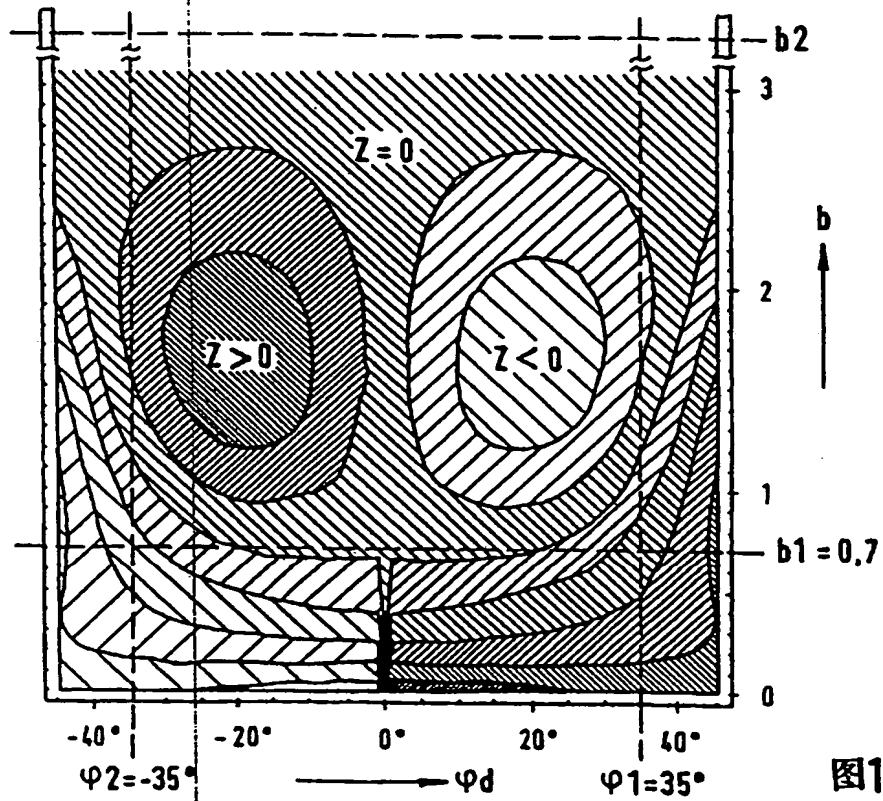


图12

98.07

信噪比=9dB

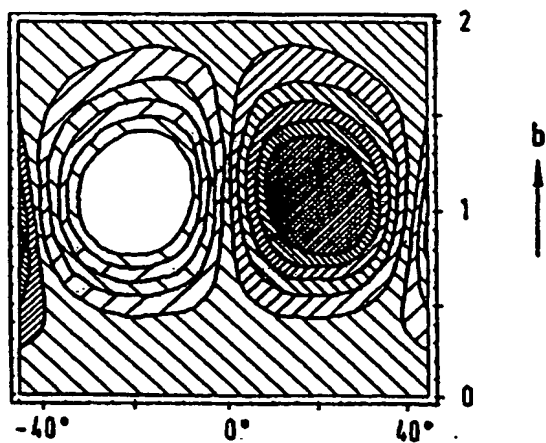


图13

信噪比=6dB

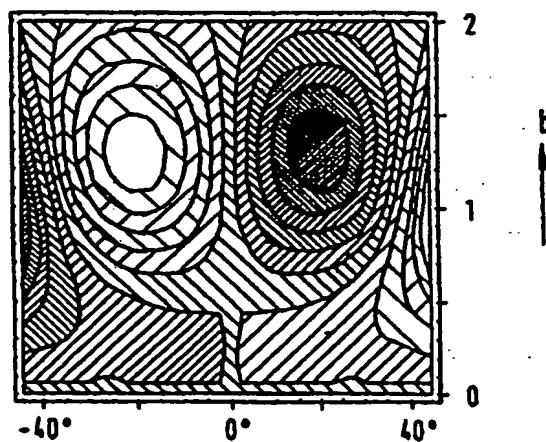


图14

信噪比=3dB

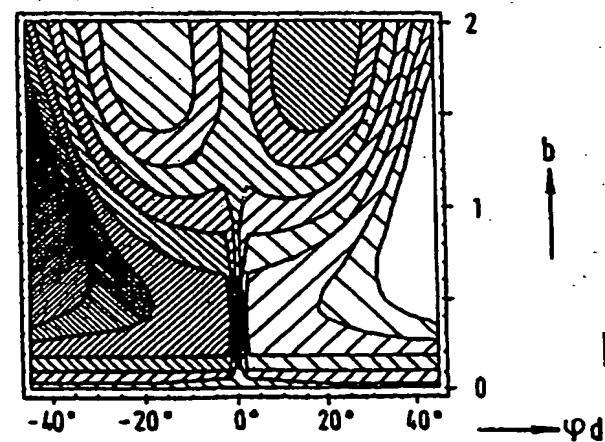


图15

38.07

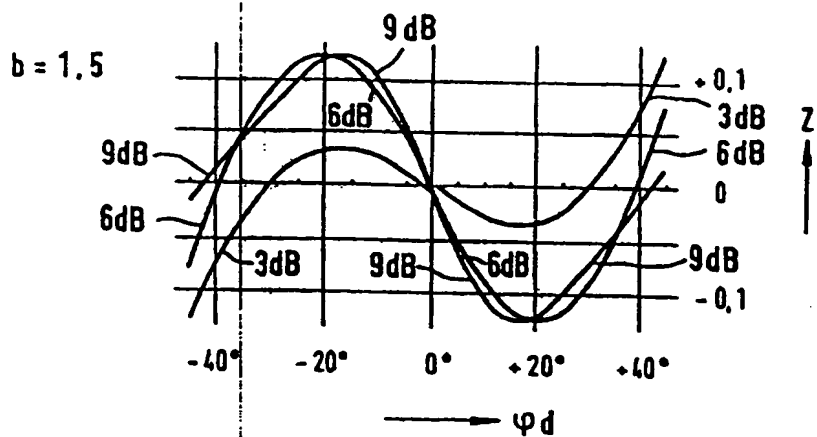


图16

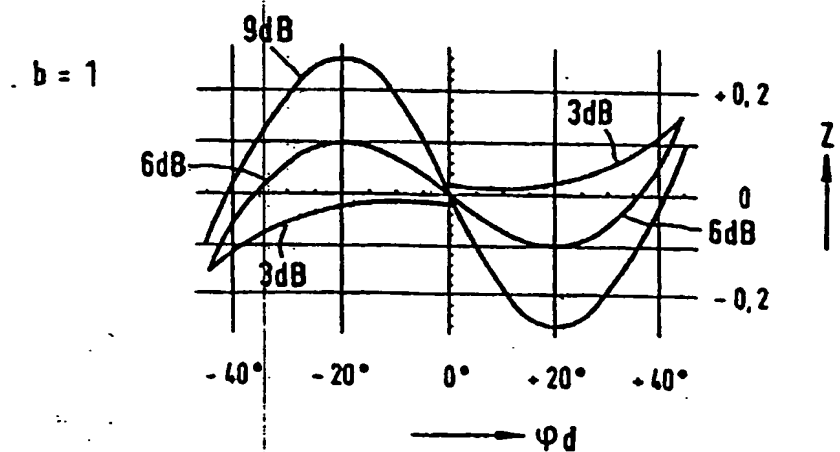


图17

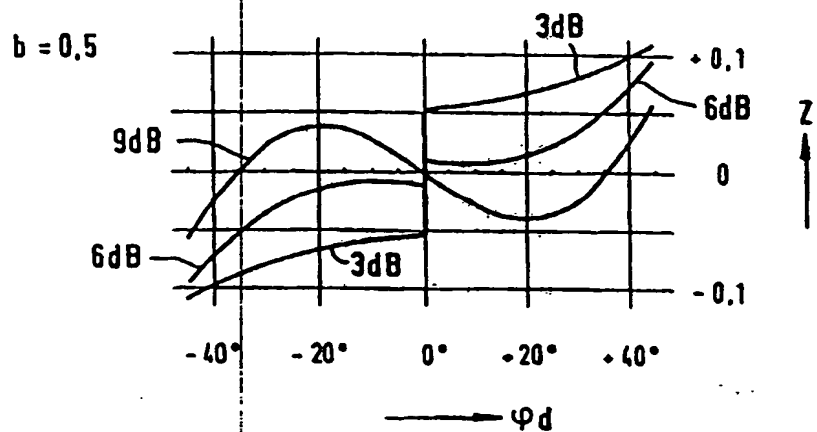


图18

**This Page is Inserted by IFW Indexing and Scanning
Operations and is not part of the Official Record**

BEST AVAILABLE IMAGES

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images include but are not limited to the items checked:

- ☐ **BLACK BORDERS**
- ☐ **IMAGE CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES**
- ☐ **FADED TEXT OR DRAWING**
- ☐ **BLURRED OR ILLEGIBLE TEXT OR DRAWING**
- ☐ **SKEWED/SLANTED IMAGES**
- ☐ **COLOR OR BLACK AND WHITE PHOTOGRAPHS**
- ☐ **GRAY SCALE DOCUMENTS**
- ☐ **LINES OR MARKS ON ORIGINAL DOCUMENT**
- ☐ **REFERENCE(S) OR EXHIBIT(S) SUBMITTED ARE POOR QUALITY**
- ☐ **OTHER:** _____

IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.

As rescanning these documents will not correct the image problems checked, please do not report these problems to the IFW Image Problem Mailbox.